

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平 8-321795

(43)公開日 平成8年(1996)12月3日

(51)Int. Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
- H 0 4 B 3/06			H 0 4 B 3/06	C
H 0 3 H 17/00	6 0 1	8842-5 J	H 0 3 H 17/00	6 0 1 C

審査請求 未請求 請求項の数14 O L

(全9頁)

(21)出願番号 特願平8-38483

(22)出願日 平成8年(1996)2月26日

(31)優先権主張番号 MI95A000355

(32)優先日 1995年2月24日

(33)優先権主張国 イタリア ( I T )

(71)出願人 593115459

アルカテル・イタリア・エス・ビー・エー  
ALCATEL ITALIA S. P. A.イタリア国、アイ ー 20158 ミラノ、  
ピアレ・エル・ボディオ 33/39

(72)発明者 フランコ・グッグリエルミ

イタリア国、20131 ミラノ、ピア・ビル  
ト 5

(72)発明者 カルロ・ルスキ

イタリア国、エッセ・マリア・ホエ (チェ  
ーオー)、ピア・ローマ 1

(74)代理人 弁理士 鈴江 武彦

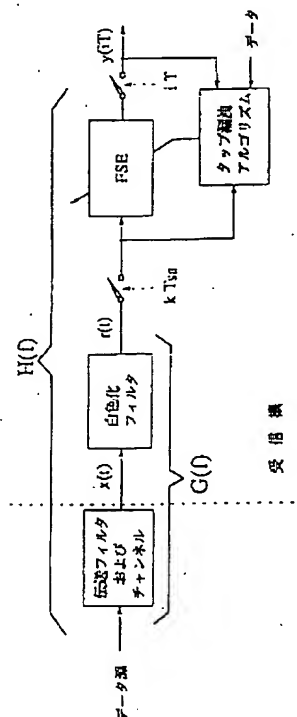
最終頁に続く

(54)【発明の名称】分数間隔の等化回路および等化方法

(57)【要約】

【課題】本発明は、実数または複素数の信号の分数間隔の等化を行う等化器の長期的な不安定性と、低いコンバージョン率を改善する方法およびそのための関連回路を提供することを目的とする。

【解決手段】チャンネルにより導入される歪みの分数間隔の適応等化のために、予め信号の白色化を行い、受信信号に対して信号インターバルの逆数に等しい反復周期で反復されるパワースペクトル密度が一定であるように信号を処理することを特徴とするものであり、分数間隔の等化を行う適応性フィルタ F E S の上流に白色化フィルタを配置して、信号インターバルの逆数に等しい反復周期で反復されたパワースペクトル密度が一定であるように処理する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 チャンネルにより導入される歪みの一般的な分数間隔の等化を行うステップを含んでいる伝送チャンネルからの実数または複素数の信号の分数間隔の適応等化方法において、

適応等化の前に受信信号の信号インターバルの逆数に等しい反復周期で反復されるパワースペクトル密度が一定であるように受信信号を処理するに対して実行信号の白色化を行うことを特徴とする適応等化方法。

【請求項 2】 信号白色化ステップが適応性フィルタ処理から構成されることを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】 前記適応性フィルタ処理が信号インターバルに等しい間隔を有する形式の FIR であることを特徴とする請求項 2 記載の方法。

【請求項 4】 白色化ステップに関連する適応性フィルタ処理の係数の更新が、式  $s = D^{-1}u$  のシステムにしたがったユール・ウォーカー公式に基づくことを特徴とする請求項 3 記載の方法。

【請求項 5】 分数間隔の等化のステップが、適切に安定化された分数間隔の適応性 FIR フィルタ処理によって得られることを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 6】 前記適切な安定化がタップ漏洩技術の適用による係数の更新において仮想雑音の導入によって得られることを特徴とする請求項 5 記載の方法。

【請求項 7】 チャンネルにより導入された歪みに対して分数間隔の等化を行う適応性フィルタを含んでいる分数間隔の適応性等化器において、

さらに、前記フィルタの上流に配置した白色化フィルタを具備しており、信号インターバルの逆数に等しい反復周期で反復されたパワースペクトル密度が一定であるように受信信号を処理することを特徴とする伝送チャンネルからの実数または複素数信号の分数間隔の適応性等化器。

【請求項 8】 白色化フィルタが適応性フィルタであることを特徴とする請求項 7 記載の適応性等化器。

【請求項 9】 前記白色化適応性フィルタが信号インターバルに等しい間隔を有する形式の FIR であることを特徴とする請求項 8 記載の適応性等化器。

【請求項 10】 白色化適応性フィルタの更新が式  $s = D^{-1}u$  のシステムにしたがったユール・ウォーカー公式に基づいていることを特徴とする請求項 8 記載の方法。

【請求項 11】 チャンネルにより導入される歪みに対して分数間隔の等化を実行するフィルタが適切に安定化された分数間隔の形態の適応性 FIR であることを特徴とする請求項 7 記載の適応性等化器。

【請求項 12】 前記適切な安定化が、タップ漏洩技術の適用による係数の更新において仮想雑音の導入によって得られることを特徴とする請求項 11 記載の適応性等化器。

【請求項 13】 一般的な伝送チャンネルからの実数または複素数信号の等化器を含み、チャンネルにより導入された歪みの分数間隔の等化を実行する適応性フィルタを含んでいる受信機において、

さらに、前記適応性フィルタの上流に配置された白色化フィルタを具備し、信号インターバルの逆数に等しい反復周期で反復されるパワースペクトル密度が一定であるように受信信号を処理することを特徴とする受信機。

【請求項 14】 チャンネルにより導入される歪みに対する分数間隔の等化を実行する適応性フィルタを具備した一般的な伝送チャンネルからの実数または複素数信号の等化器を含んでいる通信システムにおいて、

さらに前記適応性フィルタの上流に配置された白色化フィルタを含んでおり、信号インターバルの逆数に等しい反復周期で反復されるパワースペクトル密度が一定であるように受信信号を処理することを特徴とする通信システム。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は相対的等化器と、受信機と、このような等化器を含んだ通信システムへの分数間隔の適応性等化方法に関する。

【0002】

【従来の技術】適応性等化は一般的な送信システムのチャンネルの歪み効果を補償するために通常使用される技術である。従来の技術は、信号間隔または符号時間に等しい量だけの時間間隔を有する可変係数により、有限インパルス応答 (FIR) フィルタによって達成される同期等化器を使用する (一般的な FIR フィルタのブロック図である図 2 を参照し、ここで  $T$  は信号間隔に等しい)。このような等化器の性能は受信側で再構成される符号同期の位相に敏感に依存する。性能の改良は信号の分数間隔の係数を有する適応性の FIR フィルタにより構成される (図 2 を参照し、この図では  $T$  は信号呼び間隔の分数間隔に等しい) いわゆる分数間隔の等価器

(FSE) を使用して達成される。(十分に高い係数を有する) 分数間隔の等化器の性能は、伝送チャンネルの位相特性および受信において再構成される符号同期の位相とは実際に独立している。より一般的には、FSE は適応性方法と単一の装置、つまり適応されたフィルタ処理と等化の関数として、即ち最適な線形受信機で達成することができる (このことに関しては文献 (G. Ungerboeck の "Fractional Tap-Spacing Equalizer and Consequences for Clock Recovery on Data Modems", IEEE Transactions on Communications, COM-14 巻, No. 8, 1976 年 8 月, 856 ~ 864 頁) と文献 (S. U. H. Qureshi と G. D. Forney Jr. の "Performance and Properties of a T/2 Equalizer", Conf. Rec., Nat. Telecommun. Conf., 1977 年 12 月, 11:1-9) 参照)。しかしながら、分数間隔の等化器は本質的に 2 つの問題、即ち (a) タッ

ブドリフト現象、(b) 低コンバージェンス率を有する。これらの2つの局面は、同期等化器で生じることとは反対に、FSEが通常、同一の平均二乗誤差(MSE)値に対応する係数についてのより多数の形態を有することに依存する。換言すると、平均二乗誤差は係数の最適形態に対応する点の周囲ではそれ程に変化しない(ある方向に沿って)。経験により、制御回路で生じる必然的な偏波のためにデジタル的に構成されたFSEは長期間の安定性を有することが発見されている。このような性質は等化器を非常に高い係数値で動作させるので、結果的に性能の劣化により、レジスタのオーバーフロー現象または係数の飽和を生じる。十分にFSEを開発するため、係数のドリフト現象を避け、コンバージェンス率を増加することができる一般的な制御アルゴリズムの適切な安定化技術を使用することが必要である。このことに関しては、1980年代前半に文献で(G.D.GitlinとH.C.Meadors Jr. とS.B.Weinsteinの“The Tap-Leakage Algorithm: An Algorithm for the Stable Operation of a Digitally Implemented, Fractionally Spaced Adaptive Equalizer”、Bell System Technical Journal、61巻、No.8、1982年10月、1817~1839頁)は制御された量の疑似白色雑音(タップ漏洩技術)の導入によるFSE制御アルゴリズムの変化を提案した。このような技術はタップドリフトに対する対策として有効であり、コンバージェンス率を改良するがFSE性能の劣化を含んでいる。スペクトルに関しては、バンド外の疑似雑音は信号スペクトルのロールオフ領域の外側で等化器の伝達関数を制御するが、バンド内雑音は係数の最適形態の達成を調節する。結果的に、文献(T.UyematsuとK.Sakaniwaの“A New Tap-Adjustment Algorithm for the Fractionally Spaced Equalizer”、Conf. Rec., GLOBECOM'85、1985年12月、1420~1423頁)では、信号パワースペクトル密度がナルである周波数帯域で排他的な疑似雑音の導入からなるタップ漏洩アルゴリズムの変化が提案されている。このような方法で、無限の長さのFSEの伝達関数は性能の劣化について価格が付加されずに受信信号のロールオフ領域外でゼロにされる。価格は構成されるアルゴリズムの複雑性の顕著な増加からなる。T.UyematsuとK.Sakaniwaの技術の欠点は、信号のロールオフ領域に依りて、ナイキスト(Nyquist)規定を満足させる、即ち同じMSEに対応した等化器に無数の伝達関数が存在することである。ナイキスト周波数周辺のFSE伝達関数の成形は補間技術に対するリコースを有することにより結合されることができる。この手段は最初に文献(J.M.CioffiとT.Kailathの“An Efficient Exact-Least Squares Fractionally Spaced Equalizer Using Intersymbol Interpolation”、IEEE Journal on Selected Areas in Communications 出版、SAC-5、No.5、1984年9月、743~755頁)で提案され、コンバージェンス率の増加を目的としている。このアイディア

は根本的に等化信号とサンプル周波数で送信されたデータの補間の間の差に基づいた適切な価格関数の最小化からなる。後に文献(C.A.SillerとW.Debusの“On Training Fractionally Spaced Equalizers Using Intersymbol Interpolation”、IEEE Transactions on Communications 出版、37巻、No.10、1989年10月、1096~1099頁)では最適の補間フィルタを決定し、文献(“Decision-Directed Fractionally Spaced Equalizer Control Using Time-Domain Interpolation”、IEEE Transactions on Communications、39巻、No.2、1991年2月、182~186頁)では係数ドリフト現象に対する補間技術の効率を指摘している。補間による安定化の欠点は、FSEがサンプル周波数で動作しなければならないことであり、これは構成または処理速度の実行の複雑性を増加することになる。さらに、信号帯域外としての等化器の伝達関数は決定されていないので、補間技術はタップドリフト現象を完全に除去しない。最近、文献(P.MoreauとH.Sariの“Stabilizing Fractionally-Spaced Equalizers”、Conf. Rec., GLOBECOM '91、1991年、1807~1811頁)はUyematsu氏とSakaniwa氏のアルゴリズムと組合わせた補間技術の使用を提案している。このような方法は性能の損失なしにFSEの安定化を可能にするが、受信機を構成するときの複雑性のため、価格の顕著な増加を招く。

#### 【0003】

【発明が解決しようとする課題】本発明の目的は、既知の技術の欠点を克服することができる方法および関連回路を提供することである。

#### 【0004】

【課題を解決するための手段】本発明によると、この目的は請求項1に記載されている特徴と、請求項7に記載されている等化器と、請求項13に記載されている受信機と、請求項14に記載されている通信システムによって達成される。さらに本発明の特徴は従属の請求項で説明されている。

#### 【0005】

【課題を解決するための手段】前述したように、既知の技術の主な欠点は、一般的な分数間隔の等化器の長期的な不安定性と、低いコンバージェンス率である。概念上の観点から見ると、本発明は信号インターバルの逆数に等しい周期で反復された受信信号のパワースペクトル密度が一定であるとき、(または同様に、多数の信号間隔の瞬時にサンプルされた受信信号の相関関数が衝撃的であるとき)タップ漏洩アルゴリズムは特性の劣化を導入しないという考察に基づいている。特別の場合として、先の観察に基づいて、タップ漏洩アルゴリズムは受信信号が白色であるとき特性の劣化を導入しない結果となり、白色信号はパワースペクトル密度が一定である信号である。それ故、(白色化フィルタが出力信号のパワースペクトル密度を信号インターバルの逆数に等しい周期

10

20

30

40

50

で反復させることができる一般的な装置であるとき一定である) タップ漏洩技術で安定化される F S E の入力で信号の白色化フィルタを単に導入することにより、安定である限定された複雑性を有する分数間隔の等化装置を得ることが可能であり、これは良好なコンバージェンス率を有し、最適の性能の受信機に関して劣化を含まない。後述するように、このような手段は予備白色化として区別される。重要なことは、提案された技術は受信機の複雑性の増加を招くことが非常に少ないことである。予備白色化技術における安定性とコンバージェンス率の 10 前述の特性は符号期間に等しい間隔を有する非常に少ない数の係数を有する適応性 F I R フィルタにより白色化フィルタを構成することにより得られる。

【0006】

\*

$$r(kT_{sa}) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i g(kT_{sa} - iT) + n(kT_{sa}) \quad (1)$$

送信された符号は独立し均等に分布されたと仮定され、ゼロ平均と単位変化を有する複素ランダム変数  $a_i$  により表される。複素関数  $g(t)$  は F S E の入力における 20 等価の衝撃応答を表しており、このフーリエ変換  $G(f)$  は間隔  $(-n/2T, n/2T)$  の限定された帯域にあると仮定される。目的値  $n(t)$  は帯域  $(-n/2T, n/2T)$  でパワースペクトル密度  $N_0/2$  であ※

$$y(kT) = \sum_{i=L}^L C_i r(kT - iT_{sa}) \quad (2)$$

M S E の価格関数は次式で定められる。

★ ★ 【0010】

$$F = E \{ |y(it) - a_i|^2 \} = E \{ |e_i|^2 \} \quad (3)$$

ここで  $E \{ \cdot \}$  は符号に関する平均動作を示し、 $e_i$  は 30  $t = iT$  に対する等化器の出力におけるエラーを表している。 $r(iT)$  を列ベクトルとし、その  $k$  番目の素子は  $r(iT - T_{sa})$  により与えられ、 $k = -L, \dots, L$  ☆

$$A = E \{ r^*(iT) r^T(iT) \} \quad (4)$$

ここで上付き文字  $T$  はベクトルの置換を示しており、星印は複素共役動作を示している。 $k, l = -L, \dots, L$  の  $A$  の素子  $(k, l)$  は次式により与えられる。 ◆

$$A_{kl} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} g^*(iT - kT_{sa}) g(iT - lT_{sa}) + \sigma^2 \delta_{k-l} \quad (5)$$

ここで  $\sigma^2 = N_0/2T_{sa}$  は雑音変化であり、 $\delta_k$  はクロネッカー (Kronecker) デルタ関数を表している。 $v$  は次式のように限定されるチャンネルベクトルを示すも\*

$$v = E \{ a_i r^*(iT) \} \quad (6)$$

$v$  の  $k$  番目の素子は  $v_k = g^*(-kT_{sa})$  により与えられる。前述の式により M S E は次式のように表される※

$$E \{ |e_i|^2 \} = 1 + c^T A c - 2 R(c^T v) \quad (7)$$

ここで  $c$  は F S E 係数の列ベクトルを表し、 $T^*$  は共役置換動作を示している。最適の係数のベクトルおよび対★

$$C_{opt} = A^{-1} v \quad (8)$$

【発明の実施の形態】本発明は、添付図面を参照にした以下の実施形態の説明からより明瞭に理解されるであろう。しかし本発明はそれらの実施形態に限定されるものではない。

【0007】 F S E の不安定の基礎となる現象の合成解釈を与えるため、価格関数の平均二乗誤差 (M M S E アルゴリズム) の最小化に応じて適応された等化器を考慮する。信号間隔  $T$  の分数であるサンプル期間  $T_{sa}$ 、即ち  $T_{sa} = T/n$  を仮定する、ここで  $n$  は 1 より大きい整数である。すると F S E の入力における信号の  $k$  番目のサンプルは次式のように定められる。

【0008】

【数1】

※り、その他の帯域ではゼロである一定の雑音プロセスを示している。 $c_i$  が F S E の  $i$  番目の係数を示すものとする、 $t = kT$  の瞬時の等化器の出力は次式のようになる。

【0009】

【数2】

30 ☆である。さらに、チャンネルの自己相関マトリックスは次式により限められる。

【0011】

◆ 【0012】

【数3】

※のとする。

【0013】

※ことができる。

【0014】

★応する M S E は次式により与えられる。

【0015】

マトリックスAが単数でないならば、

$$F_{opt} = 1 - v^T A^{-1} v$$

同期的な等化器の場合とは対称的に、マトリックスAはトープリッツ (Toeplitz) マトリックスではないことに留意する (トープリッツマトリックスの定義については文献 (“Adaptive Filter Theory”、Prentice-Hall、Englewood Cliffs、48頁) 参照)。式 (8) の特性は特に雑音のパワーがゼロに接近するとき、有限長の、分数間隔の等化装置で確実にされる (このことに関しては文献 (“The Tap-Leakage Algorithm : An Algorithm for the

$$c(i+1) = c(i) - \gamma e_i r^{*T}(i) \quad (10)$$

$\gamma > 0$  はステップサイズであり、 $c(i)$  は  $t = iT$  における係数ベクトルを表している。式 (10) に応じて更新された分数間隔の等化器は係数のドリフトを受けることが発見されている。等化器の通常の動作状態から開始し、ある期間後、係数値は増加し始め、漸進的に性能の耐えがたい劣化になる。このような性質は等化器の制御回路のデジタル構成に不可避に存在する極化のために決定論的成分に帰することができ、極化は係数値の増加を生じ、これは1以上の係数値の部分的合計または飽和のオーバーフローの可能性を含んでいる。前述した機構は研究室の試験期間中に観察された性能の劣化に基づいている。等化器制御アルゴリズムの極化効果は文献

(“The Tap-Leakage Algorithm : An Algorithm for the Stable Operation of a Digitally Implemented, Fractionally Spaced Adaptive Equalizer”、Bell System Technical Journal、61巻、No.8、1982年10月、1817~1839頁) で研究されており、ここでは定常状態のエラーはマトリックスAの固有値の逆数に依存していることが示されている。このような結果の質的な解釈はマトリックスAの固有値の大きさと誤調節状態の大きさとの間の関連に基づき、 $L \rightarrow \infty$  で、 $\sigma^2 \rightarrow 0$  で、 $n=2$  ならば、Aの固有値の半分はゼロに近接し、従ってMSE価格関数のスロープは前記固有値に関係する固有ベクトルに応じた方向でゼロに近接する。このような状態では、アルゴリズムの小さい極化でさえも最適の構造からの係数のかなりのシフトを発生することができる。価格関数の低いスロープはさらに、等化器のコンバージェンス速度にさらに影響を有する。スペクトルに関しては、雑音がない状態で、信号スペクトルのロールオフ領域外の等化器により実行される伝達関数は出力された平均二乗誤差に影響を有さず、ナイキスト周波数では、同一のMSEに対応して無数の伝達関数が存在する事実に関連の低スロープは関連されることができ、 $F(i)$  がi番目の反復の平均二乗誤差を示すものとする、決定論的勾配アルゴリズムの場合、MSEの上部境界は文献 (“Data Communication Principles”、Plenum Press、ニューヨーク、1992年、540頁) で与えられ、

$$F(i+1) - F_{opt} \leq (1 - \rho^{-2})^i (F(0) - F_{opt}) \quad (11)$$

ここで $\rho$ は固有値Aの最大値と最小値の比率を示し、ステップサイズは最適値に固定される。後述する固有値拡大と呼ばれるパラメータ $\rho$ はマトリックスAの誤調節の尺度と仮定され、 $\rho=1$ であるとき、マトリックスは完璧に調節され、勾配アルゴリズムは特有の反復に集中し、反対に、 $\rho \rightarrow \infty$  ならば、マトリックスは誤調節され、これは等化器の誤機能を含んでいる。確率勾配アルゴリズムの場合、等化器の係数の数を考慮する補正機能が導入されるならば、前述の考察は有効である (文献 ★40

$$A' = A + \mu B$$

$\mu$  は正の実数である。このような変更された価格関数の最小化の確率的勾配アルゴリズムは次式で与えられる。☆

$$C(i+1) = C(i) - \gamma (e_i r^{*T}(iT) + \mu B c(i)) \quad (13)$$

トープリッツマトリックスと仮定されるマトリックスBは、等化器が最適の関数とは異なった伝達関数を合成するこれらの状態にペナルティーを課すように設計されなければならない。式 (13) によるアルゴリズム変形の効果は自己相関マトリックス $\mu B$ による付加的な仮想擾乱の導入に対応する。擾乱は受信信号に実際は存在しな

(9)

for the Stable Operation of a Digitally Implemented, Fractionally Spaced Adaptive Equalizer”、Bell System Technical Journal、61巻、No.8、1982年10月、1817~1839頁) 参照)。最適な形態の係数は確率的勾配アルゴリズムに基づいて得られることができ、これは次式により表される。

【0016】

※ックスAの固有値の大きさと誤調節状態の大きさとの間の関連に基づき、 $L \rightarrow \infty$  で、 $\sigma^2 \rightarrow 0$  で、 $n=2$  ならば、Aの固有値の半分はゼロに近接し、従ってMSE価格関数のスロープは前記固有値に関係する固有ベクトルに応じた方向でゼロに近接する。このような状態では、アルゴリズムの小さい極化でさえも最適の構造からの係数のかなりのシフトを発生することができる。価格関数の低いスロープはさらに、等化器のコンバージェンス速度にさらに影響を有する。スペクトルに関しては、雑音がない状態で、信号スペクトルのロールオフ領域外の等化器により実行される伝達関数は出力された平均二乗誤差に影響を有さず、ナイキスト周波数では、同一のMSEに対応して無数の伝達関数が存在する事実に関連の低スロープは関連されることができ、 $F(i)$  がi番目の反復の平均二乗誤差を示すものとする、決定論的勾配アルゴリズムの場合、MSEの上部境界は文献 (“Data Communication Principles”、Plenum Press、ニューヨーク、1992年、540頁) で与えられ、

★ “Data Communication Principles”、Plenum Press、ニューヨーク、1992年、552頁参照)。

【0017】 前述の論述を基礎として分数間隔の等化器の不安定と低いコンバージェンス速度がチャンネルAの自己相関マトリックスの誤調節から得られることが理解されるであろう。FSEの故障は、最小にされるように価格関数 (7) でマトリックスAの代りに次式のように考慮することによって限定されることができ、

【0018】

(12)

☆【0019】

い意味で“仮想”である。望ましいことは価格関数のこのような変形が性能の劣化につながることに注意する点であり、実際、 $\mu \rightarrow \infty$  では、等化器は符号間干渉を考慮せずに仮想擾乱の成形に対応する適応したフィルタを合成する。タップ漏洩アルゴリズムは、マトリックスBが識別マトリックスに等しく白色仮想擾乱の導入に対応

する場合、式(13)により与えられる。等化器は決定論的要因 $(1-\gamma\mu)$ のそれぞれの反復で単一係数をシフトすることにより安定化される。

【0020】拡大された固有値 $A'$ は $(\lambda_{\max} + \mu) / (\lambda_{\min} + \mu)$ であり、 $\lambda_{\max}$ と $\lambda_{\min}$ はそれぞれ固有値 $A$ の最大値と最小値である。それ故、値 $\mu$ の適切な選択によりマトリックス $A'$ の誤調節を制御することが可能である。定常状態のFSEの係数のベクトルは、等化器の入力における雑音パワーが $\sigma^2 + \mu$ である場合に、得られるベクトルに対応する。それ故、選択的なフェーディングがない場合、漏洩の唯一の効果は性能を劣化せず、等化信号の圧縮と、容易に再生可能なFSEの下流を導入することである。反対に、選択的なフェーディングがある場合、等化器により合成された伝達関数は $\mu$ が増加するとき漸進的に大幅に最適値とは異なり、従ってMSEに関してかなりの劣化を含むことになる。結論的には、タップ漏洩技術はタップドリフトに対する対策として効果的であり、非選択的な伝送チャンネル状況でのみ受信機の性能を劣化せずにFSEのコンバージェンス速度を改良することができる。特に、劣化を防ぐため入力信号により遭遇される条件は $kT$ でサンプルされた自己相関関数がインパルス的であり、即ち、期間 $1/T$ で反復されるそのパワースペクトル密度が一定である状況である。このような条件はFSEの入力で信号の白色化フィルタを単に導入する(前白色化フィルタ)ことにより満足されることができ、この意味で一般的な装置は出力信号のパワースペクトル密度を期間 $1/T$ で一定に反復させることができる。受信機の結果的な構造の概略\*

\*ブロック図が図1で示されており、ここで参照された符号も示されている。この図面では伝送フィルタおよび伝播チャンネルを表したブロックが存在し、相対的な出力信号 $x(t)$ は白色化フィルタにより処理され、その出力 $r(t)$ は瞬間 $kT_{sa}$ でサンプルされ、続いてタップ漏洩アルゴリズムで更新されるFSEの入力に接続され、FSEの出力は最終的に $iT$ においてサブサンプルされ、このようにして得られたサンプルは等化器制御アルゴリズムで使用されることに加えて適切な決定回路に送信される。前述の式にしたがって白色化フィルタは非常に低い数の係数で適応性のFIRフィルタを通じて行われることができ、 $T$ の間隔で隔てられ、それ故、受信機の複雑性の比較的低い増加を起こす。後述するように、白色化原理にしたがったFSE安定化手段の解析的説明が与えられ、形式的な方法で基本的な結果が得られる。 $B$ が恒等マトリックス $I$ と等しいものと仮定し、熱雑音がなく、無限長の等化器の場合を考える。さらに、 $G(f)$ と $H(f)$ はFSEの入力と出力におけるそれぞれ伝送システムの等化の伝達関数を示し、 $C_{\infty}(f)$ は等化器の伝達関数を示している。古典的な理論(R.D. GitlinとJ.E.HayesとS.B.Weinsteinの“Data Communication Principles”、Plenum Press、ニューヨーク、1992年、496頁参照)の結果は最適な受信フィルタ(MMSE)の伝達関数は次式のように表されることができ

【0021】

【数4】

$$C_{\infty}(f) = \frac{TG^*(f)}{T\mu + \sum_{i=-\infty}^{\infty} |G(f - \frac{i}{T})|^2} \quad (14)$$

もしも、次式のようなならば、

※ ※【数5】

$$\frac{1}{T} \sum_{i=-\infty}^{\infty} |G(f - \frac{i}{T})|^2 = \text{定数} = \varepsilon_G \quad (15)$$

エネルギー $G(f)$ が $\varepsilon_G$ で示され、式(14)、(15)から次式が得られる。

★【0022】

★【数6】

$$H(f) = G(f) C_{\infty}(f) = \frac{|G(f)|^2}{\mu + \varepsilon_G} \quad (16)$$

式(15)、(16)は $H(f)$ がナイキストであることを限定する。その結果、 $i \neq 0$ であると、 $h(iT) = F^{-1}[H(f)] = 0$ であり、 $h(0) = \varepsilon_G / (\mu + \varepsilon_G)$ である。式(15)が証明されたとき、値 $u$ とは独立して(FSEの容易に発見された下流であるスケール要素とは別に)式(16)から出力信号が完璧に等化される結果となることが確認される。漸近的に( $\mu \rightarrow \infty$ ,  $\rho \rightarrow 1$ では)完璧な等化状態と等化器の完璧な調節との両者が達成される。 $|G(f)|$ がその位相特性とは独

立してナイキストフィルタの二乗根であるならば、状況(15)は証明される。先の状況は $r(t)$ のパワースペクトル密度の期間 $1/T$ による反復が一定である( $\varepsilon_G$ に等しい)要求に等しい。それ故、等化器の入力で信号を白色化し(即ち前述の状況に応じてパワースペクトル密度を一定にし)係数の更新のためにタップ漏洩アルゴリズムを同時に採用することがここで提案される。白色化フィルタとしてピッチ $T$ を有する横断カジュアルフィルタが指示的に仮定されることができ。等化器の入力

における信号は次式で示される。

\*【数7】

【0023】

\*

$$r(t) = x(t) + \sum_{i=1}^P S_i x(t-iT) \quad (17)$$

ここで  $x(t)$  は  $i$  番目の係数  $S_i$  を有する白色化フィ

※より定められる。

ルタの入力における信号を示している。シクロスステシ

【0024】

ヨナリ信号  $x(t)$  と  $r(t)$  の間の相互相関は次式に※

【数8】

$$R_{xy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T E \{ x(t) r^*(t+\tau) \} dt \quad (18)$$

白色化フィルタの最適の係数は価格関数の最小化により

★【0025】

得られることができる。

★

$$J = R_{rr}(0) \quad (19)$$

フィルタ係数に関する  $J$  の偏導関数をゼロに設定すること

☆【0026】

により、次式が得られる。

☆

$$s = D^{-1}u \quad (20)$$

トブリッツマトリックス  $D$  の素子  $(k, l)$  は  $D_{kl} = R_{xx}[(1-k)T]$  により与えられ、 $u$  の  $k$  番目の素子は、 $u_k = -R_{xx}(-kT)$  である。

◆パワースペクトル密度の期間  $1/T$  の反復が実効的に一定であることが容易に証明されることが出来る。この量はサンプル  $R_{rr}(iT)$  が  $i=0$  を除いて全て無効であることを示す。このことに関して、式 (20) は次式のよう

20

に書直されることが出来る。

【0028】

【0027】式 (20) はユール・ウォーカー (Yule-Walker) として知られている (文献 J.G.Proakis の "Digital Communications", McGraw-Hill, ニューヨーク, 1983年, 417 頁参照)。  $P \rightarrow \infty$  では、 $r(t)$  の◆

$$R_{rr}^*(iT) = 0, i = 1, 2 \dots P \quad (21)$$

次式を観察し、

\* \*【数9】

$$R_{rr}(iT) = R_{xr}(iT) + \sum_{k=1}^P s_k R_{xr}[(k+i)T] \quad (22)$$

式 (21) を考慮すると、 $P \rightarrow \infty$  のとき、 $r(t)$  の自己相関の  $t = iT$  におけるサンプルはそれぞれ  $i \neq 0$  で無効であり、 $R_{rr}(0) = R_{xr}(0) = \varepsilon_0/T$  である。

30※ (t) の  $1/T$  における反復は一定であり、 $\varepsilon_0$  に等しい。白色化フィルタがデジタルの場合は次式により与えられる。

【0030】

【0029】結果として、パワースペクトル密度  $r$

※【数10】

$$r(kT_{sa}) = x(kT_{sa}) + \sum_{i=1}^P s_i x(kT_{sa}-iT)$$

ポアッソンの公式を使用することにより、白色化フィルタの入力と出力間の相互相関のサンプルは次式のように計算されることを示すことができる。

★【0031】

【数11】

★40

$$R_{xr}(iT) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n E \{ x(kT_{sa}) r^*(kT_{sa}+iT) \} \quad (23)$$

式 (23) の右側が式 (18) の右側の代りに使用されるならば、式 (19) 乃至 (22) はサンプル信号の場合に妥当である。それ故、方法の妥当性は白色化フィルタと等化器の回路構成 (アナログまたはデジタル) の形式により調節されない。

【0032】構成

本発明を限定するものではない特別の実施形態が図3で

示されており、以後説明する。図1の概略図に関して、白色化フィルタはデジタル形態で構成され、ベースバンド受信信号の  $kT/2$  におけるサンプルを処理し、従って図3の文脈では、図1の白色化フィルタの出力における  $kT_{sa}$  におけるサンプラーは無用であり、それ故省略されている。さらに、図1に関して白色化フィルタの制御回路は図3で強調されている。ベースバンド受信信号

(実数または複素数) 1 は信号周波数  $1/T$  の 2 倍に等しいサンプリング周波数で装置 2 によりサンプルされる。結果的なデジタル信号 3 は適応性の  $T$  間隔のフィルタにより構成されたブロック 4 の入力に接続され、そのフィルタ係数 (実数または複素数) はユール・ウォーカーの式 (20) にしたがって各符号時間  $T$  において更新される。それ故、式 (20) 乃至 (22) によると、信号のパワースペクトル密度の期間  $1/T$  で一定に反復を行う意味で、ブロック 4 は入力信号の白色化フィルタである。従って、得られた信号 5 は分数間隔の等化器 6 の入力に供給され、その係数は各符号時間  $T$  で更新される。このために、FSE 6 の出力におけるサンプル 7 はサンプリング周波数  $1/T$  で装置 8 によりサブサンプルされる。このようにして得られたサンプル 9 は等化器の制御アルゴリズムで使用される。定常状態では、FSE はタップ漏洩技術を通して適切に安定化された MMS E アルゴリズムで更新され、これはこの場合では信号 5 の最適に与えられたスペクトル特性に関して性能の劣化を含まない。獲得期間中、分数間隔の等化器の係数の適応性アルゴリズムはデータとは独立した一般的なアルゴリズムに切換えられ、良好なコンバージェンス速度を確実にするタップ漏洩技術を通じて適切に安定化される。データの

知識に依存しないで式 (20) により示されている白色化フィルタの制御アルゴリズムは過渡状態および定常状態との両者の状態で係数を正確に更新することができる。タップ漏洩技術で安定化された白色化フィルタおよび FSE の構成は分数間隔の等化器を形成し、これは適応性係数の数が十分に大きいならば、最適の受信機に関して性能の劣化を招くことなく完全に安定である。實際上、完全に無視できる性能の劣化を伴った 1 つの同期等化器と等価な安定性の程度は、(複素数信号の場合) 2 つの適応性の複素数係数プラス固定した実数の係数からなる白色化フィルタを使用することにより達成されることができる。結論として、図 3 の回路の適切な自動利得制御の下流により容易に再生可能なスケール要素を除いて、信号 9 は完全に等化される。図 3 の回路の個々のブロックは当業者に知られている装置と対応し、それを実現するには回路の詳細をこれ以上に必要としない。

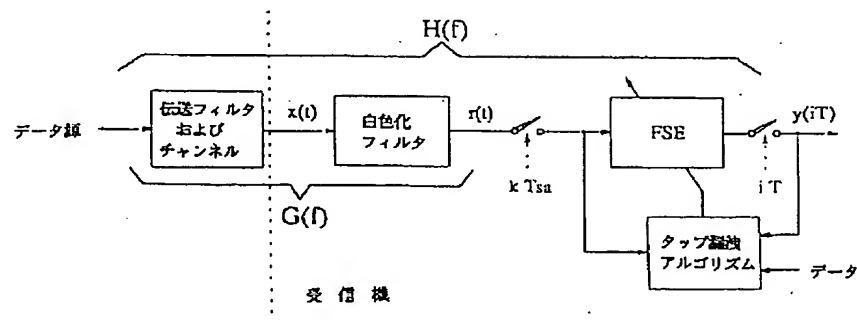
【図面の簡単な説明】

【図 1】白色化技術を実行した受信機構造の概略ブロック図。

【図 2】FIR フィルタのブロック図。

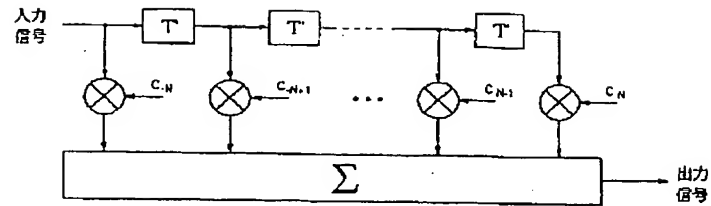
【図 3】白色化技術で安定化された結果的に分数間隔の等化器のブロック図。

【図 1】

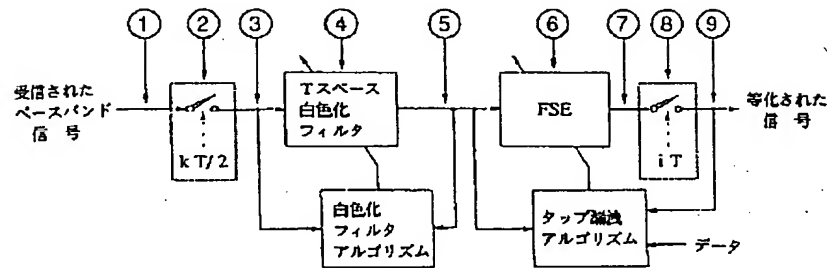




【図 2】



【図 3】



フロントページの続き

(72)発明者 アルナルド・スバルビエリ  
 イタリア国、20125 ミラノ、ピアレ・モ  
 ンツァ 24